

cn. w0 97/05717

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表平10-507333

(43) 公表日 平成10年(1998)7月14日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>  
H 04 J 13/00  
H 04 B 17/00  
H 04 L 29/08

識別記号

F I  
H 04 J 13/00 A  
H 04 B 17/00 R  
H 04 L 13/00 307C

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求(全 21 頁)

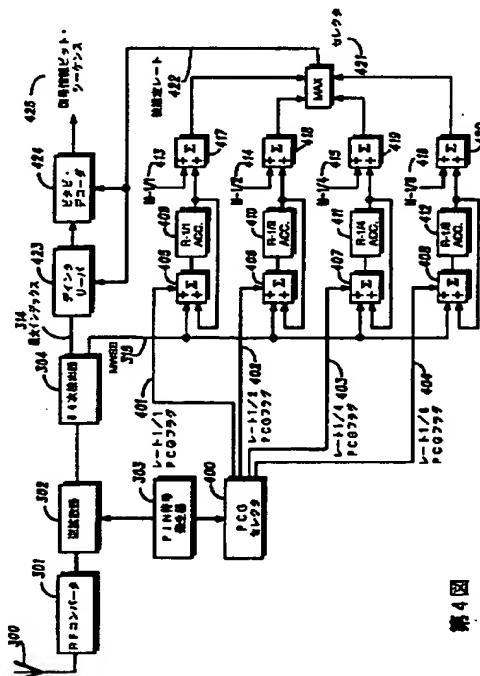
(21) 出願番号 特願平9-507583  
(86) (22) 出願日 平成8年(1996)6月12日  
(85) 翻訳文提出日 平成9年(1997)3月24日  
(86) 国際出願番号 PCT/US96/10130  
(87) 国際公開番号 WO97/05717 ✓  
(87) 国際公開日 平成9年(1997)2月13日  
(31) 優先権主張番号 08/506, 167  
(32) 優先日 1995年7月25日  
(33) 優先権主張国 米国(US)  
(81) 指定国 CA, F I, J P, KR, SE

(71) 出願人 モトローラ・インコーポレイテッド  
アメリカ合衆国イリノイ州60196シャンバ  
ーク、イースト・アルゴンクイン・ロード  
1303  
(72) 発明者 ラベズ、シェラルド・ポール  
アメリカ合衆国イリノイ州シカゴ、ノー  
ス・タルマン7406  
(72) 発明者 スチュワート、ケネス・エー  
アメリカ合衆国イリノイ州シカゴ、ナンバ  
ー・3イー、ウエスト・フェアウェル・ア  
ベニュー2326  
(74) 代理人 弁理士 大貫 進介 (外1名)

(54) 【発明の名称】 オン/オフ可変レート通信システムにおけるレート判定の装置および方法

(57) 【要約】

可変レート通信システムにおける通信レートは、トラヒック・チャネル・フレーム上のシンボル・エネルギーに基づいてメトリックを計算し、この計算されたメトリックに基づいて最適レートを選択することによって判定される。これらのメトリックは、トラヒック・チャネル・フレーム内の電力制御グループの存在に応答してシンボル・エネルギーを選択的に累算することによって算出される。



**【特許請求の範囲】**

1. 可変レート通信システムにおけるレート判定の方法であって：  
複数の送信パケット・レートのそれぞれにおけるデータ・パケットのシンボル・エネルギーに基づいて、メトリックを算出する段階；および  
前記算出されたメトリックに基づいて、最適レートを選択する段階；  
によって構成されることを特徴とする方法。
2. メトリックを算出する前記段階は、利用されるレーク受信機の素子数に応じて、シンボル・エネルギーに基づいてメトリックを算出することからなることを特徴とする請求項1記載の方法。
3. 畳み込みデコーダ距離メトリック、ビタビ・デコーダ・メトリック、ブロック符号化メトリックのうち一つに基づいて、少なくとも一つの追加メトリックを算出する段階をさらに含んで構成され；  
選択する前記段階は、前記選択されたメトリックおよび前記少なくとも一つの追加メトリックから最適レートを選択することをさらに含んで構成されることを特徴とする請求項1記載の方法。
4. 可変レート情報システムにおけるレート判定の方法であって：  
複数の送信シンボル・レートのそれからなる複数のシンボルのシンボル・エネルギーの加算に基づいて、複数のメトリックを算出する段階；および  
最大算出メトリックに関連するレートを選択する段階；  
によって構成されることを特徴とする方法。
5. 畳み込みデコーダ距離メトリック、デコーダ・メトリック、ブロック符号化メトリックのうち一つに基づいて、少なくとも一つの追加メトリックを算出することをさらに含んで構成され；  
選択する前記段階は、前記選択されたメトリックおよび前記少なくとも一つの追加メトリックから最適レートを選択することをさらに含んで構成されることを特徴とする請求項4記載の方法。
6. 可変レート通信システムにおけるレート判定の装置であって：  
トラヒック・チャネル・フレーム上の最大ウォルシュ・シンボル・エネルギーを

選択的に累算する複数の累算器であって、各累算器は出力を有する、累算器；および

前記累算器の出力に結合され、前記出力に基づいて最適レートを選択するセレクタ；

によって構成されることを特徴とする装置。

7. 前記累算器のそれぞれに結合された電力制御グループ・フラグ発生器をさらに含んで構成され、前記累算器は電力制御グループ・フラグの存在に応答して最大ウォルシュ・

シンボル・エネルギーを選択的に累算することを特徴とする請求項6記載の装置。

8. 前記セレクタは、前記複数の累算器の出力にそれぞれ結合され、前記出力からスカラ値を減算する複数の減算器を含むことを特徴とする請求項6記載の装置。

9. 可変レート通信システムにおけるレート判定の方法であって：

トラヒック・チャネル・フレーム上の複数の最大ウォルシュ・シンボル・エネルギー値を累算する段階；および

前記値に基づいて、最適レートを選択する段階；

によって構成されることを特徴とする方法。

10. 複数の最大ウォルシュ・シンボル・エネルギー値を累算する前記段階は、前記トラヒック・チャネル・フレームを有する電力制御グループに応答して複数の最大ウォルシュ・シンボル・エネルギー値を累算することを含んでなることを特徴とする請求項9記載の方法。

## 【発明の詳細な説明】

### オン／オフ可変レート通信システムにおける

#### レート判定の装置および方法

#### 発明の分野

本発明は、可変レート通信システムにおけるレート判定に関し、さらに詳しくは、可変レート伝送方式を実施するためにオン／オフまたは振幅変調キーイングが用いられる通信システムにおけるレート判定に関する。

#### 発明の背景

限られた資源を有効利用することは、長い間通信システム設計者の重要な目標であった。例えば、電話モデムなど、ポイント・ツー・ポイント通信システムでは、このことは限られた送信機電力およびチャネル帯域幅について情報伝送のレート（毎秒当たりの情報のビットに関して）を最大限にすることを意味する。セルラ無線ネットワークなどの多重接続システムでは、利用可能な資源は多くのユーザの間で共用され、システム設計者の目標はシステムの容量を最大限にすることになる。多くの場合、これはユーザ当たりの特定の情報伝送レートでシステムが同時にサポートで

きるユーザの数として表される。

音声伝送をサポートする多重接続システムでは、各ユーザの音声アクティビティの性質を利用して、通信システムの効率をさらに改善できる。例えば、デジタル音声補間(Digital Speech Interpolation)という周知の方法(K. FeherによるAdvanced Digital Communicationsにて要約される)は、各Nユーザの音声をデジタル符号化・パケット化し、次にそのパケット・ストリームを单一の通信チャネル上に多重化することにより、トランクド電話システムの容量を向上させるために長い間利用してきた。あるパケットが削除される可能性がないわけではないが、リンクの有効容量は増加される。

欧洲電気通信標準化協会(ETSI: European Telecommunications Standards Institute)によって発行されるGSM(Groupe Special Mobile)システム仕様などのセルラ無線システムにおいて、関連した事例が生じる。この場合、各ユー

ザの音声を符号化するために用いられるデジタル音声エンコーダにおける音声アクティビティ検出器は、ユーザが通話していないときにユーザの送信機をディセーブルする。「不連続伝送(Discontinuous Transmission)」または「D T X」として知られるこの方法は、移動局のバッテリ消費の節減という重要な効果があり、名目的には無線周波数(R F)チャネル再利用距離の短縮を可能にし(平均同一チャネル干渉電力が低減される

ため)、それによりシステム容量を向上させる。

北米のTIA(Telecommunications Industry Association)規格IS-95-A Mobile Station -Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular Systemに記述されるセルラ通信システムにおいて同様な方法が採用される。このシステムは、符号分割多元接続(CDMA: Code Division Multiple Access)に基づいたエア・インターフェースを規定する。このようなシステムの容量はユーザ間の相互干渉によって制限されるので、システムは音声アクティビティを利用することにより、各ユーザによって送信される電力を最小限に抑えようとする。

TIA規格IS-95-Aは、各順方向リンク(基地局から移動局)および逆方向リンク(移動局から基地局)上でこれを達成するための異なる方法について記載するが、本明細書における説明では、逆方向リンク上で用いられる方法のみが関連する。第1図(TIA規格IS-95-Aの図面6.1.3.1-2の拡大要約)に示すように、移動局(MS:mobile station)は8kHzのパルス符号変調(PCM)ユーザ音声信号(100)を20msのセグメントまたはフレームに分割し、次にデジタル音声エンコーダ(101)を利用してこれらのフレームを情報パケットに符号化する。デジタル音声エンコーダ(101)の厳密な仕様は、TIA規格IS-96-A Speech

Service Option Standard for Wideband Spread Spectrum Digital Cellular Systemにおいて記載される。

符号化中に、各フレームは、デジタル音声エンコーダ(101)と関連する音

声アクティビティ検出器（107）によって、4つの個別の伝送レートのうち一つに属するものとして分類される。ここで、これらは「レート1／1」，「レート1／2」，「レート1／4」，および「レート1／8」と記される。この場合も、音声アクティビティ検出器（107）の厳密な記述は、TIA規格IS-96-Aにおいて記載される。音声エンコーダ（101）は、アクティブ発声（active talk spurts）時に生じる、フレームを符号化するためより多くの情報ビットを利用し、沈黙期間には少ないビットしか利用しない。レート1／1は、最も多く情報ビットを利用し、レート1／8は最も少ない情報ビットを利用する。一般にアクティブ発声と沈黙期間との間の遷移期間中に生じる、レート1／2およびレート1／4で符号化されたフレームのビット利用は、これらの限度の間にある。

このフレーム分類プロセスの結果は、音声アクティビティ検出器（107）によって生成されるレート表示（108）によってデジタル音声エンコーダ（101）に表示される。次に、レート1／1およびレート1／2パケットは、TIA規格IS-95-Aセクション6.1.3.3.2.

1 Reverse Traffic Channel Frame Quality Indicatorにおいて規定されるように、ブロック符号化または巡回符号化（102）が施される。この次に、TIA規格IS-95-Aセクション6.1.3.1.3 Convolutional Encodingにおいてレート1／3畳み込み符号として規定されるチャネル符号化（103）が行われる。この時点で、符号化パケット（104）を構成するチャネル符号化ビットの数を表1に示す。

選択されたレート	パケット内の符号化ビット数
レート 1 / 1	5 7 6
レート 1 / 2	2 8 8
レート 1 / 4	1 4 4
レート 1 / 8	7 2

表 1 レート別のパケット毎の符号化ビット数

インターリーブ(105) (TIA規格IS-95-Aセクション6.1.3.1.5 Block Interleavingによって規定される)の後、各符号化パケットは、64進直交変調と、それに続く1.2288Mc/sユーザ固有疑似雑音(PN)符号(105)を用いた直接シーケンス拡散を利用して、送信のためにさらに準備される(TIA規格IS-95-Aセクション6.1.3.1.6

Orthogonal Modulationおよび6.1.3.1.9 Quadrature Spreadingを参照)。この説明に限り、このプロセスの以下の詳細のみが必要とされる。表1から、変調方式は64進直交方式なので、レート1/1パケットを送信するためには、96個のシンボル(一般にウォルシュ・シンボルという)が必要になる。同様に、レート1/2送信には48個のシンボルが必要で、レート1/4送信には24個のシンボルが必要で、レート1/8送信には12個のシンボルが必要となる。TIA規格IS-95-Aは、シンボルを6個の連続したウォルシュ・シンボルのバーストで送信することを規定する。これをサポートするため、TIA規格IS-95-Aは、各20msのトラヒック・チャネル・フレームを、「電力制御グループ」(PCG:Power Control Groups)という16個のグループにさらに分割し、ここで各グループは6個のウォルシュ・シンボルからなる一つのグループを送信できる(TIA規格IS-95-Aセクション6.1.3.1.7 Variable Data Rate Transmissionを参照)。選択されたレートに応じて、MSがアクティブに送信中のPCGの数は、レート1/1からレート1/8について

てそれぞれ全部で16, 8, 4または2となる。なお、MS送信機は非アクティブPCG中にディセーブルされる。

このプロセスについて、各パケット・サイズまたはレートについて20msのトラヒック・チャネル・フレーム

(200)中の送信機アクティビティを示す第2図においてさらに詳しく説明する。第2図において、PCG期間(202)の斜線部分は、6個の直接シーケンス拡散ウォルシュ・シンボルのバーストがPCG中に送信されたことを意味する。従って、選択されたパケット・レートがレート1/1である場合、20msトラヒック・チャネル・フレームにおける全ての16個のPCGは事例(202)によって示されるようにアクティブになる。選択されたパケット・レートがレート1/2の場合、MS送信機は事例(203)に示されるように8PCG中にのみアクティブになる。同様に、レート1/4パケットは、事例(204)に示すアクティブPCGを生成し、レート1/8の例は事例(205)に示される。

なお、レート1/2, 1/4および1/8(総じて「サブレート」と呼ばれることがある)について、任意の20msフレーム中にアクティブなPCGは、TIA規格IS-95-Aセクション6.1.3.1.7.2 Data Burst Randomizing Algorithmにおいて記述されるように、解析対象のフレームより前のトラヒック・チャネル・フレーム中にユーザ固有PN符号を監視することによって推進される疑似ランダムPCG選択手順から判定される。具体的には、以前のフレームの最後から2番目のPCG中に生成されたユーザ固有PN符号の最後の14ビットが格納され、このビットを利用して、以降のフレームにおける

各送信レートについてアクティブなPCGを選択する。ユーザ固有符号は数日の反復期間を有し、かつ各ユーザについてシフトされるので、特定のトラヒック・チャネル・フレームにおけるアクティブPCGの位置は、フレームが送信される時間、ユーザの識別およびフレーム中に送信されるパケットのレートに依存する。もちろん、アクティブPCGの数は、各レートで一定のままであり、アクティ

ブPCGの位置のみが時間およびユーザ識別とともに疑似ランダム的に変化する。

理解すべき重要な点は、逆拡散(de-spreading)を行うためには、基地局(BS)受信機は、直接シーケンス拡散を行うためにMSで用いられたユーザ固有PN符号を再生成しなければならないことである。そのため、BS受信機は、4つの可能なレートのうちの任意のレートにてパケットを送信するために用いられたPCGを明確に識別できる。さらに、PCG選択手順は前回のフレーム中に観察されたユーザ固有PN符号シーケンスにのみ依存するので、BS受信機は現在フレームの開始時に現在フレームのアクティブPCGを識別できる。

この可変レート伝送方法を利用することにより、TIA規格IS-95-A移動局は、バッテリ消費と、同じ搬送周波数を利用する他のIS-95-A移動局に与えられる干渉電力の平均量とを低減できる。ただし、TIA規格IS-96-Aに定義されるデジタル音声エンコーダ(10

1) およびTIA規格IS-95-Aで定義されるトラヒック・チャネル物理層構造は、与えられたパケットの送信について4つのレートのうちどのレートが選択されたかを基地局受信機に指示するサイド情報を与えないことに留意されたい。従って、基地局受信機は、送信のレートを推定する必要があり、このプロセスを「レート判定」という。

レート判定を行う従来の方法には、TIA規格IS-95-A準拠の基地局受信機において用いられるQualcomm Inc, of San Diego, CAによって製造される基地局モデム(BSM:Base Station Modem)において実施される方法が含まれる。この手法の簡略ブロック図を第3図に示す。

この手順は、まず、各直接シーケンス拡散ウォルシュ・シンボルからなる受信無線周波数(RF)波形をRF信号から、チップ・レートでサンプリングされたベースバンド信号に変換することによって開始する。これは、周波数変換、自動利得制御、シンボル・サンプリングなど、さまざまな周知のRF、中間周波数(IF)およびベースバンド機能を必要とするが、これらをここで詳細に規定する必要はない。各送信ウォルシュ・シンボル波形は、雑音によって損なわれ、また

通信チャネルによってひずみが生じた後、逆拡散（302）によって復元されるが、この逆拡散は、送信ウォルシュ・シンボルを拡散するために用いられたユーザ固有PNシーケンス（303）との相関を必要とする。

次に、64進相関器（312）において受信ウォルシュ・シンボル波形をシンボル・アルファベットを構成する64個の波形のセットと相関する周知の方法を利用して、ウォルシュ・シンボル検出が実行される（304）。この方法の厳密な詳細およびその性能は周知であり、J.G.Proakis著のDigital Communicationsを含め標準的な文献に記述されている。受信信号位相基準がない場合（すなわち、「非コヒーレント」状態）に送信ウォルシュ・シンボルを識別する最尤方法は、64個の可能な可能なシンボル波形と受信波形との間の複素値相互相関の大きさを最大にする相関器および対応するシンボル・インデックスを選択する。この選択プロセスは、第3図において「MAX」（313）と記されたブロックにおいて行われる。この最大大きさ相互相関結果の大きさ二乗(magnitude-square)値は、ここでは「最大ウォルシュ・シンボル・エネルギー」または「MWS E」といい、出力（315）として生成されることが示される。

次に、最大大きさ相関器出力を与えた相関器に対応するインデックス（314）は、ブロック・ディンタリーバ（305）に送られ、ここで各ウォルシュ・シンボルを構成するチャネル・シンボルはディンタリーブされ、周知のビタビ・アルゴリズムを利用して畳み込み復号（306）される。ディンタリーブ・プロセス（305）およびビタビ復号プロセス（306）は4回実行され、すなわち、各

可能なパケット送信レートが用いられるという仮定に基づいて一回ずつ実行される。ビタビ復号（306）中に、受信パケットに存在するチャネル・シンボル誤り数の推定値は、受信チャネル符号化シンボルを、各レートについてビタビ・デコーダ出力を再度畳み込み符号化することによって得られるシンボルと比較する周知の方法によって、4つの可能なレートのそれぞれについて算出される。レート毎の被推定シンボル誤り数を収容する4進ベクトル（308）は、レート判定

機能(309)に送られる。最後に、レート1/1およびレート1/2パケットに関連するブロックまたは巡回符号(TIA規格T-S-95-Aにおいてフレーム品質表示(Frame Quality Indicator)という)は復号され(307)、そのシンドロームまたはチェックサム(S. LinおよびD.J. Costello著のError Control Codingにおいて定義される)は、2進ベクトル(310)としてレート判定機能(309)に与えられる。

次に、4進シンボル誤り数および2進チェックサム・ベクトル(309)、(310)によって形成される6進判定スペースを分割し、次に受信パケットに対応する6進ベクトルが存在する判定スペースの領域を識別することにより被送信レートを推定することによって、レート判定が実行される。被送信パケットのレートが確実に確定できない(すなわち、4つの全てのレートの判定領域外にある)場合、パケットは「削除」と宣告される。このようなパケッ

トに対しては、音声復号などの更なる処理は施されない。

この方法は、4つの個別のビタビ復号演算(各送信レート仮説について一つ)を必要とする欠点がある。これは、演算的に高価であり、電力消費の点で非効率的である。さらに、判定されたレートを音声デコーダに送る前に複数のビタビ復号を実行する必要によって生じる音声遅延は、知覚的な音質を低下させうる。従って、演算的および電力的に効率的で、知覚的な音質を劣化させない、可変レート通信システムにおけるレート判定装置および方法が必要とされる。

#### 図面の簡単な説明

第1図は、可変レート音声サービス・オプションを有する通信システムにおいて、音声およびチャネル符号化ならびに逆方向リンクトラヒック・チャネル・フレームの変調および直接シーケンス拡散を実行する従来の方法を示す。

第2図は、可変レート音声サービス・オプションを使用する場合の、逆方向リンク・トラヒック・チャネル・フレームの特定のフレームの従来の電力制御グループ(PCG)の例を示す。

第3図は、逆リンク・トラヒック・チャネル・パケットの、従来のレート判定方法を示す。

第4図は、本発明によるレート判定装置の好適な実施を示すブロック図である。

第5図は、本発明によるレート判定装置の別の好適な実施例を示すブロック図である。

#### 好適な実施例の詳細な説明

レート判定装置の好適な実施例のブロック図を第4図に示す。第4図は、トラヒック・チャネル・フレームを構成する各送信ウォルシュ・シンボルに対応する雑音の多い直交波形を復元するために用いられるRF変換(300, 301)および逆拡散(302)のプロセスを示す。また、逆拡散シーケンスを生成するために用いられるユーザ固有PN符号発生器(303)と、64進相関器(312)およびセレクタ機能(313)によって構成されるウォルシュ・シンボル検出器(304)とが示される。最大ウォルシュ・シンボル・エネルギー(MWSE)値(315)を生成するウォルシュ・シンボル検出器が示される。

各受信ウォルシュ・シンボルのMWSEは、「レート1/1累算器」(409)等について「R-1/1Acc.」(409)～「R-1/8Acc.」(412)と簡略して記された4つの累算器(409～412)に送られる。これらの累算器の内容は、各トラヒック・チャネル・フレームの開始で一様にゼロに設定される。各累算器と関連する加算器(405～408)は、PCGセレクタ機能(4

00)からの制御信号によってゲートされ、対応するPCGフラグが論理値「1」を有する場合にのみMWSEを累算する。PCGセレクタ機能(400)は、前回のトラヒック・チャネル・フレーム上でユーザ固有PN符号の出力を監視し、TIA規格IS-95-Aセクション6.1.3.1.7.2 Data Burst Randomizing Algorithmによって定義される方法に基づいて、各可能な送信レートについて現在のトラヒックチャネル・フレームでアクティブなPCGを識別する。PCGセレクタ(400)は、「レート1/1PCGフラグ」～「レート1/8PCGフラグ」と記された4つのバイナリ・フラグ(401～404)を出力

する。検出器(304)によって復調されるウォルシュ・シンボルがこのフラグと関連するレートについてアクティブPCGの一部である場合にのみ、これらのフラグは論理「1」となる。すなわち、第2図の例を参照して、レート $1/2$ PCGフラグは、事例(203)に対応するトラヒック・チャネル・フレームの斜線部中にのみ論理「1」となる。同様に、レート $1/4$ PCGフラグは、事例(204)の斜線部の期間中にのみ値「1」をとる。このプロセスは、フレームを構成する96個の全てのウォルシュ・シンボルが受信されるまで継続する。従つて、フレームの最後に、「R-1/1Acc.」と記された累算器は96個のMWE値を累算し、「R-1/2Acc.」は48個のMWE値を累算し、「R-1/4A

cc.」は24個のMWE値を累算し、「R-1/8Acc.」は12個のMWE値を累算する。

全フレームが受信された後、累算器(409~412)の内容は減算器(417~420)に送られる。各累算器毎に一般に異なり、第4図において $M-1/1 \sim M-1/8$ (413~416)と記されたスカラ値は、各累算器(409~412)出力から減算される。次に、各減算器(417~420)の出力は、セレクタ(421)に送られ、このセレクタ(421)は4つの減算器(417~420)の出力のうち最大を選択する。これは、累算器(409~412)のうちどれがセレクタ(421)において最大値となるかを固有に識別する。次に、被推定送信レート(422)は、セレクタ(421)において最大値を生成した累算器(409~412)に対応するレートとして識別される。この被推定レート(422)は、デインターバ(423)およびビタビ・デコーダ(424)の動作を制御するために用いられる。これらのデバイスは、被推定レート(422)によって予測されるレートに基づいて受信チャネル・シンボルを復号するために一回だけ実行する。

なお、スカラ値 $M-1/1 \sim M-1/8$ (413~416)は、コンピュータ・シミュレーションあるいはベンチテストによってあらかじめ設定されることに留意されたい。実際には、これらのスカラ値は、解析対象のトラヒック・

チャネル・フレームの期間全体を通じてほぼ一定である。ただし、スカラ値は、基地局受信機と関連する他のパラメータに応じて、各ウォルシュ・シンボル境界において値が変化する。これについての一つの特定の例は、通信チャネルにおけるマルチパス信号成分の存在を利用するため「レーキ(rake)」受信機を利用することで生じる。〔レーキ受信機は当技術分野において周知であり、ここでは説明する必要ない。〕

これについては、4素子レーキ受信機の場合を第5図に示し、ここで各素子(500)は、少なくとも逆拡散器(302)および64進相関器に(312)によって構成される。なお、用途に応じて、4つ以上または以下の素子を利用してよいことに留意されたい。第5図において、各素子は、個別のマルチパス信号成分に割り当てられ、各マルチパス信号成分の観察された遅延の差は遅延素子 $\Delta_1 \sim \Delta_4$ によって補償される。次に、各逆拡散マルチパス信号成分は、上記と同じ種類の64進相関器(312)にかけられる。ついで、64進ベクトルは各相関器(312)の出力において形成され、ここで64進ベクトルの*i*番目の要素は*i*番目の相関器出力の大きさ二乗(magnitude-square)である。これにより、J.G. Proakis著のDigital Communicationsなどの標準的な文献において「指数法則(square law)」合成と呼ばれる典型的な非コヒーレント合成方法が得られる。第5図にお

いて、4つのこのようなベクトルは単純なベクトル加算によって合成される(522)。次に、最大ウォルシュ・シンボル・エネルギー(MWE)(315)は、生成された合成64進ベクトルの最大値要素として識別され(523)、MWE(315)はその後第4図に示すようにレート判定のために用いられる。

しかし、各マルチパス成分の相対的強さは経時的に変化することがある。そのため、ベクトル合成プロセス(522)に有意に寄与する、マルチパス成分を処理する素子(500)の数は変化しうる。RFコンバータ(301)が自動利得制御段を内蔵すると仮定すると、各素子(500)の相対的な寄与は第5図に示すような単純な信号対雑音比(SNR)推定器(501)を利用して推定できる。このSNR推定器は、各素子の相関器(312)の出力における個別の64進

ベクトルのMWS E (506~509) を閾値T (510) と比較することによって動作する。特定の素子のMWS E (506~509) がT (510) を超えると、この素子の64進相関器出力における対応する64進ベクトルは合成プロセス (522) に含まれ、それ以外の場合には除外される。素子が合成プロセスに含まれると宣告されると、この素子は「インロック(in-lock)」であるという。各素子のインロック表示は、第5図においてバイナリ・ロック・フラグL1~L4 (515~518) として示される。また、L1~L4 (515~518) を

監視することにより現在インロックの素子の数を累算するカウンタ (519) も示される。このカウント (520) は、4×4ルックアップ・テーブル (521) の行アドレスを得るために用いられる。このテーブルの列は、インロックの素子の数に応じて用いられるM-1/1 (413) ~M-1/8 (416) の値を収容する。ルックアップ・テーブルの内容は、コンピュータ・シミュレーションまたはベンチ・テストによってあらかじめ設定される。

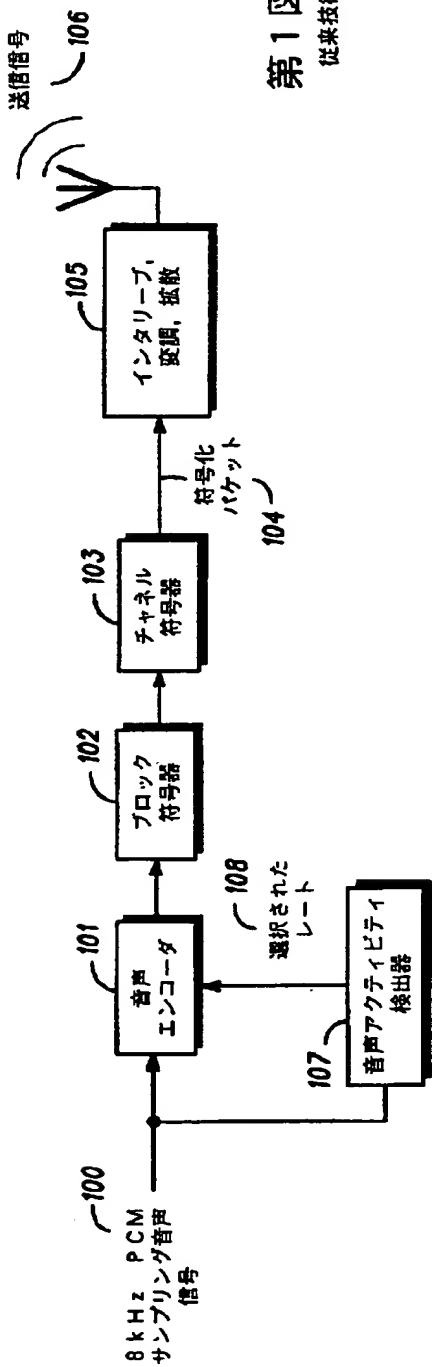
明らかに、被推定レート (430) は、第4図における減算器 (417~420) の出力において利用可能なメトリックから排他的に判定する必要はない。その代わり、これらのメトリックは、例えば、ビタビ・デコーダから導出されるシンボル誤り率または経路メトリック情報に基づく、レート判定のための補足情報として利用できる。また、この方法は、音声以外の情報源から導出される可変レート伝送のレートを推定するためにも容易に拡張できることが明らかである。これには、可変レート・データ伝送が含まれる。

以上、本発明は、知覚的な音質に悪影響を及ぼさないレート判定のための電力および演算効率的な装置および方法を提供することが容易に理解される。また、更なる利点および修正は当業者に容易に想起される。従って、本発明は、より広い態様では、本明細書にて図説した特定の詳細、代表的な装置および例示的な例に制限されない。さまざま

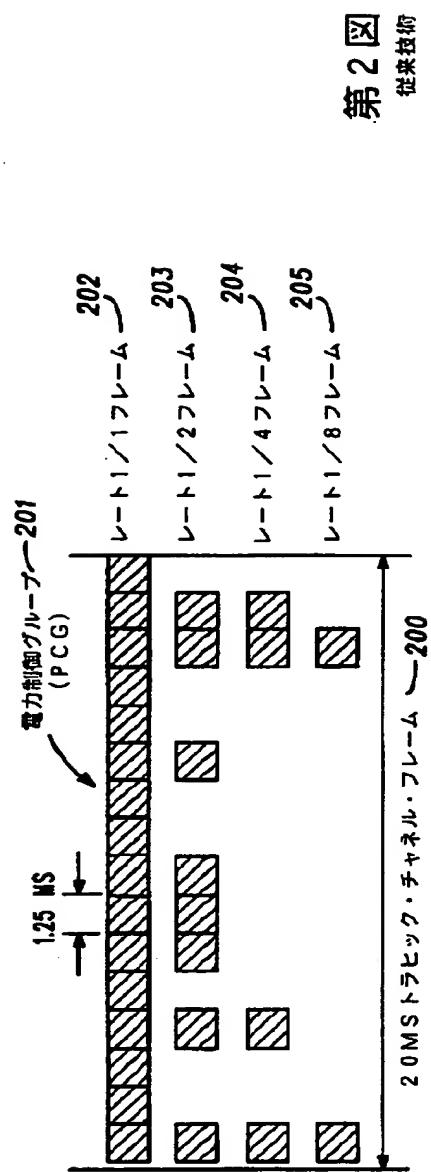
修正および変形は、本発明の範囲または精神から逸脱せずに上記の明細書に対し

て行うことができ、本発明は請求の範囲およびその同等の範囲内である限り、かかる一切の修正および変形を網羅するものとする。

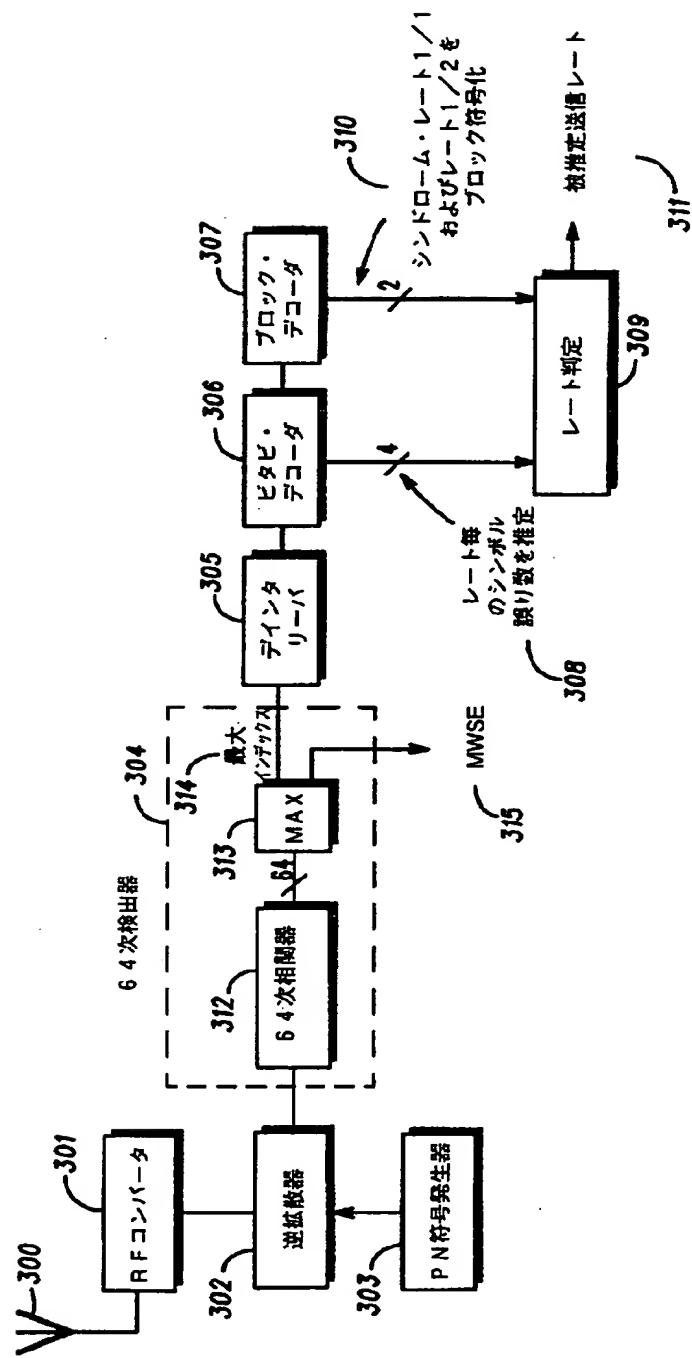
【図 1】

第1 図  
従来技術

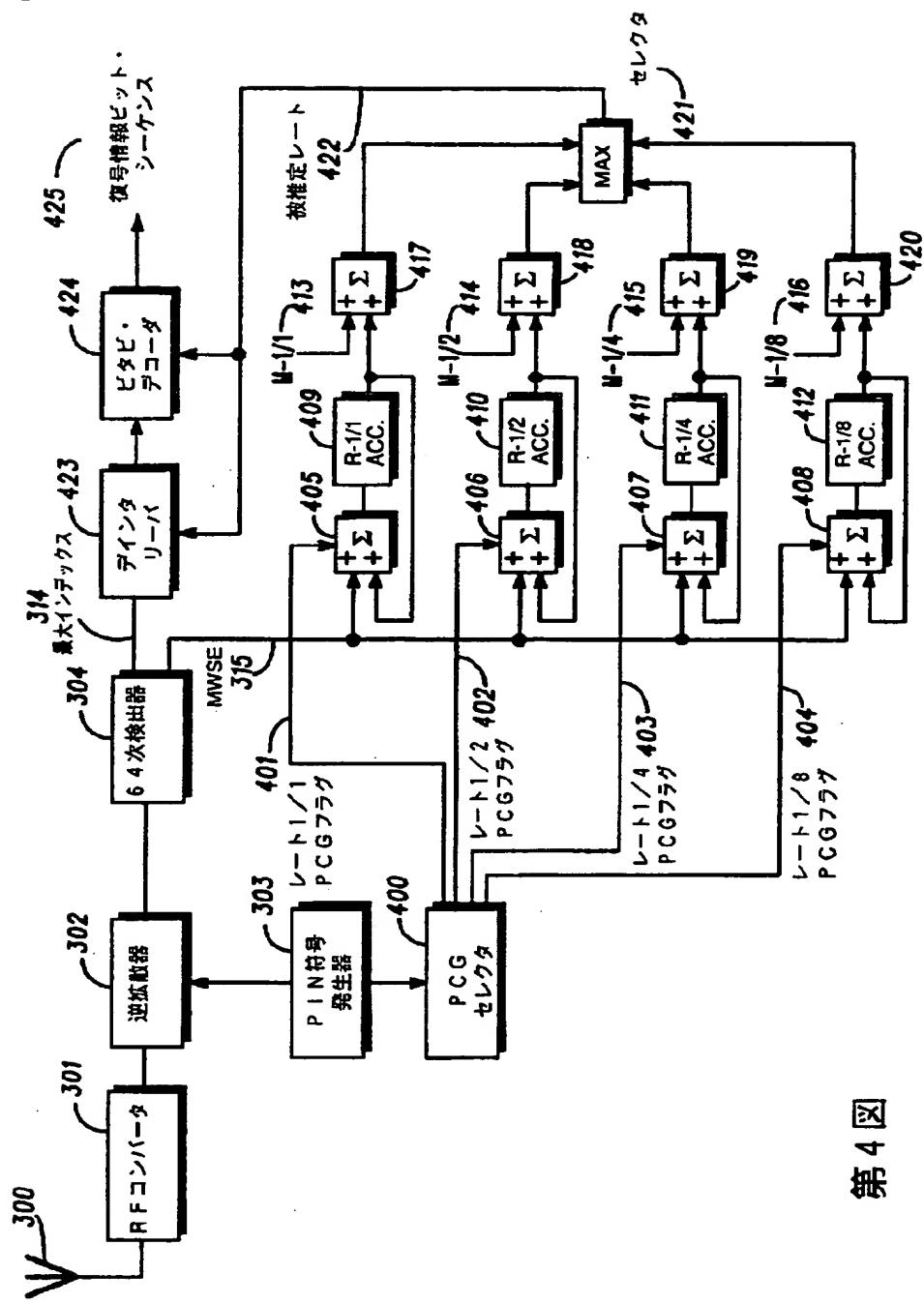
【図2】

第2図  
従来技術

【図3】

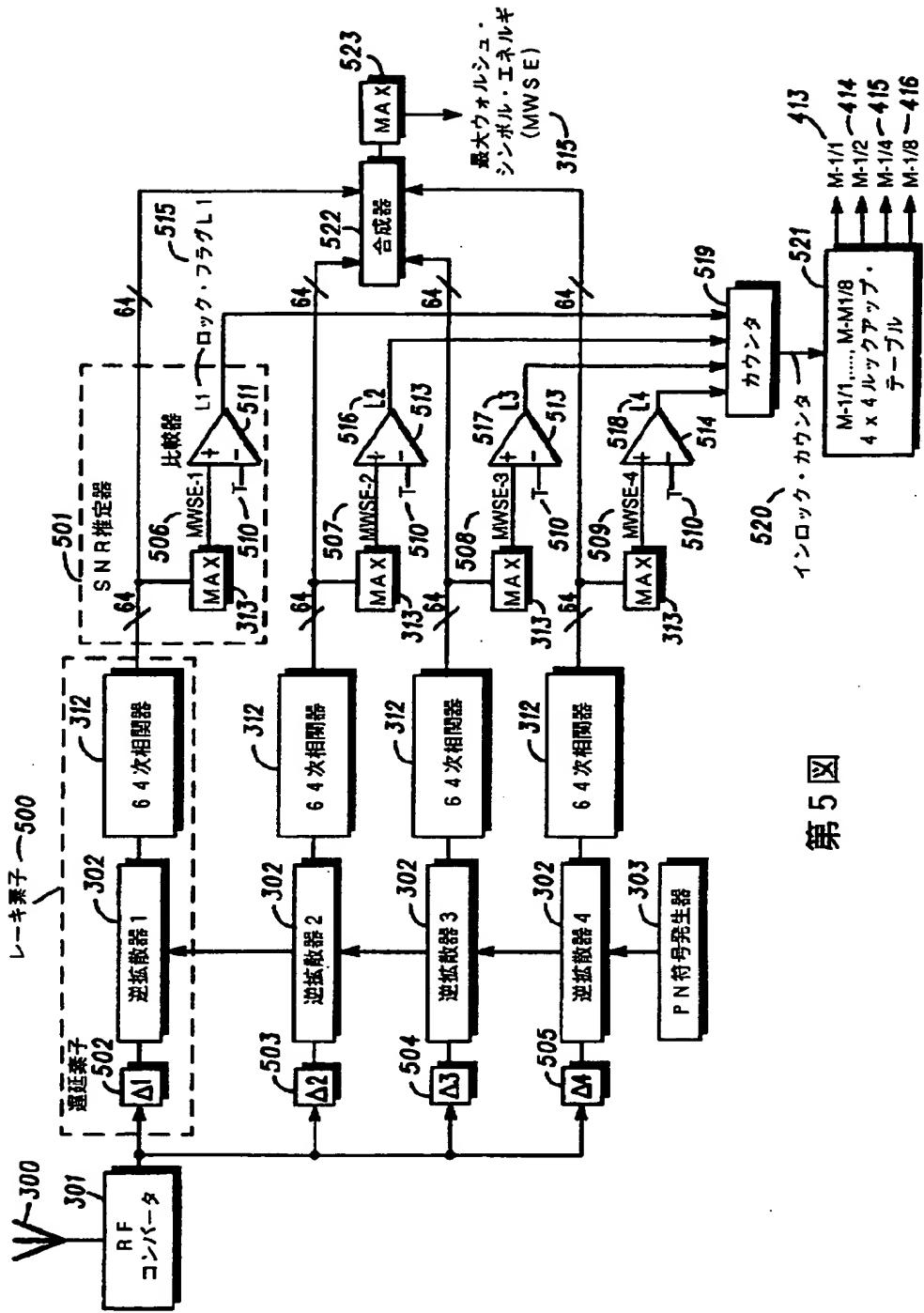
第3回  
従来技術

【図4】



第4図

【図5】



四  
第5圖

## 【国際調査報告】

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No. PCT/US96/10130
---

<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b>		
IPC(6) : H04B 17/00 US CL : 375/225; 370/17, 84 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b>		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) <b>U.S. : 375/225, 316; 370/17, 22, 84</b>		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) <b>APS, STN</b> search terms: rate determination/detection/testing, walsh, cdma, ssma, symbol energy		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US, A, 5,168,493 (NELSON ET AL) 01 December 1992.	1-10
A	US, A, 5,396,516 (PADOVANI ET AL) 07 March 1995.	1-10
A,P	US, A, 5,465,269 (SCHAFFNER ET AL) 07 November 1995.	1-10
A,P	US, A, 5,511,073 (PADOVANI ET AL) 23 April 1996.	1-10
A,E	US, A, 5,537,410 (LI) 16 July 1996.	1-10
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See parent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" documents describing the general state of the art which is not considered to be part of particular relevance "B" earlier documents published on or after the international filing date "C" documents which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "D" documents referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "E" documents published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		
Date of the actual completion of the international search <b>08 AUGUST 1996</b>	Date of mailing of the international search report <b>11 SEP 1996</b>	
Name and mailing address of the ISA/US Commissioner of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20231 Facsimile No. (703) 305-3230	Authorized officer  Telephone No. (703) 308-5462	